

(19) 日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-118906

(43) 公開日 平成11年(1999) 4月30日

(51) Int. Cl. <sup>6</sup>  
 G01S 7/285  
 7/292  
 H04B 1/10

識別記号

F I

G01S 7/285  
 7/292  
 H04B 1/10

Z  
 A  
 L

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全16頁)

(21) 出願番号 特願平9-284033

(22) 出願日 平成9年(1997)10月16日

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 福島 冬樹

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内

(72) 発明者 藤坂 貴彦

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内

(72) 発明者 辻道 信吾

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内

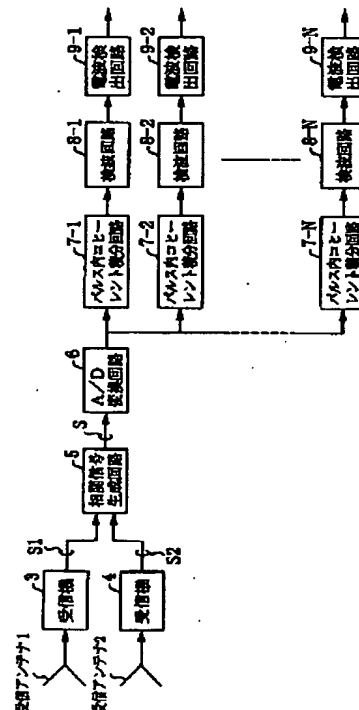
(74) 代理人 弁理士 曾我 道照 (外6名)

(54) 【発明の名称】 受信装置

(57) 【要約】

【課題】 信号対雑音電力比の小さな受信信号であつても、電波の検出性能を向上させることができる受信装置を提供すること。

【解決手段】 第1および第2の検波手段3、4は、第1および第2の受信アンテナ1、2による受信信号を位相検波する。相関信号生成手段5は、第1および第2の検波手段からの出力信号の相関をとって相関信号を生成する。この相関信号は、A/D変換手段6によりA/D変換された後、コヒーレント積分手段7-1~7-Nによりコヒーレント積分される。この積分結果は、第3の検波手段8-1~8-Nにより検波されて、電波検出回路9-1~9-Nにより電波の検出が行われる。ここで、コヒーレント積分手段では、電波のパルス幅に応じて異なるサンプリング条件が設定される。従って、サンプリングされたデジタル信号に受信信号成分が多く含まれる場合が生じ、電波の検出性能が向上する。



BEST AVAILABLE COPY

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 空間を伝搬してきた電波を受信する第1および第2の受信アンテナと、

上記第1および第2の受信アンテナによる受信信号をそれぞれ帯域制限して位相検波する第1および第2の検波手段と、

上記第1の検波手段からの出力信号と上記第2の検波手段からの出力信号との相関をとって相関信号を生成する相関信号生成手段と、

上記相関信号生成手段からの相関信号をA/D変換して10 デジタル信号を出力するA/D変換手段と、

上記A/D変換手段からのデジタル信号について、それぞれ異なるサンプリング条件でサンプリングしてコヒーレント積分を行なう複数のコヒーレント積分手段と、上記複数のコヒーレント積分手段の積分結果についてそれぞれ検波を行ない、上記積分結果に現れる上記相関信号の振幅に応じた電力を有する信号を出力する複数の第3の検波手段と、

上記複数の第3の検波手段からの出力信号の電力を所定のスレッショルドレベルと比較して上記受信信号の有無をそれぞれ判定する複数の判定手段とを備えたことを特徴とする受信装置。20

【請求項2】 上記第1および第2の検波手段と上記相関信号生成手段との間に設けられ、所定の通過帯域特性を有して上記第1および第2の検波手段からの出力信号を帯域制限する帯域制限手段を備えたことを特徴とする請求項1に記載の受信装置。

【請求項3】 上記帯域制限手段を複数備え、上記各帯域制限手段に対し、上記相関信号生成手段と、上記A/D変換手段と、上記複数のコヒーレント積分手段と、上記複数の第3の検波手段と、上記複数の判定手段とからなる上記受信信号を検出する構成を備え、上記各帯域制限手段は、それぞれ異なる所定の通過帯域特性を有することを特徴とする請求項2に記載の受信装置。30

【請求項4】 上記複数のコヒーレント積分手段は、上記サンプリング条件として、それぞれ異なる所定のパルス幅に応じた点数分だけサンプリングすることを特徴とする請求項1ないし3のいずれかに記載の受信装置。

【請求項5】 上記複数のコヒーレント積分手段は、上記サンプリング条件として、それぞれ異なる所定のパルス繰り返し周期に応じたサンプリング間隔でサンプリングすることを特徴とする請求項1ないし3のいずれかに記載の受信装置。40

【請求項6】 上記複数の判定手段の判定結果と、上記複数のコヒーレント積分手段の積分結果とをそれぞれ入力し、上記判定結果が受信信号有の場合に、上記判定結果を与える上記積分結果に現れた上記相関信号の位相を識別して上記判定結果と対応づけて出力する複数の位相識別手段をさらに備えたことを特徴とする請求項1ない50

し5のいずれかに記載の受信装置。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、空間を伝搬してきた電波を検出するレーダーなどの受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、レーダーに代表されるように、空間を伝搬してきた電波を検出するための受信装置がある。この受信装置の第1の従来例として、図14に示すものがある。同図において、1は空間を伝搬してきた電波を受信するための受信アンテナ1、3は受信アンテナ1による受信信号について位相検波を行ないI成分およびQ成分からなる複素信号を出力する受信機、8Aは受信機3からの複素信号について振幅検波を行う検波回路、6は検波回路8Aの出力振幅をA/D変換してセル単位でデジタル信号を出力するA/D変換回路、9はA/D変換回路6からのデジタル信号から受信信号の信号成分を検出する電波検出回路である。

【0003】また、上述の受信機3は、例えば「Rader Range-Performance Analysis, P36, Fig. 2-2」に開示されているものであって、図15にその構成を示す。同図において、15aおよび15bは受信機雑音が重畳された受信信号に対して所定の周波数成分を有する余弦関数 $\cos(\omega t)$ および正弦関数 $\sin(\omega t)$ の信号をそれぞれ乗じるミキサー、14aおよび14bはミキサー15aおよび15bの出力信号から低周波成分をそれぞれ取り出して上記複素信号のI成分およびQ成分として出力する低域通過フィルタである。

【0004】以下、第1の従来例にかかる受信装置の動作を説明する。図14において、受信アンテナ1は、空間を伝搬してきた電波を受信する。受信機3は受信アンテナ1による受信信号を位相検波して、上述の複素信号を取り出す。

【0005】ここで、図15において、受信機3では、受信アンテナ1からの受信信号に受信機雑音が重畳される。この受信機雑音が重畳された受信信号に対してミキサー15aおよび15bにより所定の周波数成分を有する余弦関数および正弦関数の信号が乗じられた後、低域通過フィルタ14aおよび14bによりそれぞれの低周波成分のみが取り出され、複素信号のI成分およびQ成分として出力される。

【0006】検波回路8Aは受信機3からの複素信号について振幅検波を行う。A/D変換回路6は、検波回路8Aの出力振幅をサンプリングしてA/D変換し、セル単位でデジタル信号を出力する。電波検出回路9は、A/D変換回路6から出力されるセルの信号電力を所定のスレッショルドレベルと比較して、各セルについて受信信号の有無を判定する。このスレッショルドレベルは、例えば雑音信号を誤って受信信号と判定して警報が発生される頻度（誤警報確率）を基に設定される。

【0007】電波検出回路9は、各セルの信号電力が所定のスレッシュホールドレベルを超える場合に受信信号有りと判定し、所定のスレッシュホールドレベル以下の場合に受信信号無しと判定する。受信装置は、受信信号有りと判定されたセルについて警報を発生し、電波が検出されたことを報知する。

【0008】また、第2の従来例として、特開昭52-44590号公報に開示された装置がある。この装置は、レーダ装置に対する妨害電波の到来方向を検出するものであって、具体的には、レーダ装置の送信信号に対応した受信信号が存在しない領域に現れる妨害信号についてノンコヒーレント積分を行って、妨害信号の電力の平均値を求め、この電力の平均値が最大となる受信ビーム方向を妨害電波の到来方向として検出するものである。

【0009】さらに、第3の従来例として、特開昭62-156586号公報に開示された装置がある。この装置は、送信間隔が異なる短パルス状の電波を繰り返し送信し、送信信号を基準としてその受信信号を重畳積分して検出する。これにより、送信繰り返し周波数を高くして情報量を増やしても、受信信号の識別が可能となり、目標までの距離や方位の確定が可能となる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】ところで、レーダーから送信される電波は、パルス圧縮やスペクトル拡散などにより送信尖頭電力の低減が図られている場合がある。この場合、上述の第1の従来例の装置によれば、A/D変換回路6から出力される各セルの信号電力が低下して、受信信号が存在するにもかかわらず上述の所定のスレッシュホールドレベルを超えない場合が生じ、送信尖頭電力が小さく、パルス幅が未知な電波については検出が困難になるという問題がある。

【0011】また、上述の第2の従来例の装置は、妨害電波の存在が既知であることを前提として、その妨害電波の到来方向を検出するものであって、そもそも妨害電波が存在するか否かについては判定できないという問題がある。

【0012】さらに、上述の第3の従来例の装置は、送信信号のパルス繰り返し周波数が既知である場合に電波を検出し得るものであって、このパルス繰り返し周期が未知な場合には、電波を検出できないという問題がある。

【0013】本発明は、かかる問題に鑑みてなされたものであり、信号対雑音電力比が小さく、しかもパルス幅やパルス繰り返し周期が未知な電波であっても、高い検出率で検出することができ、電波の検出性能を向上させることができる受信装置を提供することを課題とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明は、前記課題を解決達成するため、以下の構成を有する。すなわち、本発

明は、空間を伝搬してきた電波を受信する第1および第2の受信アンテナと、上記第1および第2の受信アンテナによる受信信号をそれぞれ帯域制限して位相検波する第1および第2の検波手段と、上記第1の検波手段からの出力信号と上記第2の検波手段からの出力信号との相関をとって相関信号を生成する相関信号生成手段と、上記相関信号生成手段からの相関信号をA/D変換してデジタル信号を出力するA/D変換手段と、上記A/D変換手段からのデジタル信号について、それぞれ異なるサンプリング条件でサンプリングしてコヒーレント積分を行なう複数のコヒーレント積分手段と、上記複数のコヒーレント積分手段の積分結果についてそれぞれ検波を行ない、上記積分結果に現れる上記相関信号の振幅に応じた電力を有する信号を出力する複数の第3の検波手段と、上記複数の第3の検波手段からの出力信号の電力を所定のスレッシュホールドレベルと比較して上記受信信号の有無をそれぞれ判定する複数の判定手段とを備えた構成を有する。

【0015】また、本発明は、上記第1および第2の検波手段と上記相関信号生成手段との間に設けられ、所定の通過帯域特性を有して上記第1および第2の検波手段からの出力信号を帯域制限する帯域制限手段を備えた構成を有する。

【0016】さらに、本発明は、上記帯域制限手段を複数備え、上記各帯域制限手段に対し、上記相関信号生成手段と、上記A/D変換手段と、上記複数のコヒーレント積分手段と、上記複数の第3の検波手段と、上記複数の判定手段とからなる上記受信信号を検出する構成を備え、上記各帯域制限手段は、それぞれ異なる所定の通過帯域特性を有することを特徴とする。

【0017】さらにまた、本発明の上記複数のコヒーレント積分手段は、上記サンプリング条件として、それぞれ異なる所定のパルス幅に応じた点数分だけサンプリングすることを特徴とする。

【0018】さらにまた、本発明の上記複数のコヒーレント積分手段は、上記サンプリング条件として、それぞれ異なる所定のパルス繰り返し周期に応じたサンプリング間隔でサンプリングすることを特徴とする。

【0019】さらにまた、本発明は、上記複数の判定手段の判定結果と、上記複数のコヒーレント積分手段の積分結果とをそれぞれ入力し、上記判定結果が受信信号有の場合に、上記判定結果を与える上記積分結果に現れた上記相関信号の位相を識別して上記判定結果と対応づけて出力する複数の位相識別手段をさらに備えた構成を有する。

【0020】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。なお、各図において共通する要素には、同一符号を付す。

実施の形態1. 本発明の実施の形態1について、図1な

いし図3を参照して説明する。図1に本実施の形態1にかかる受信装置の構成を示す。同図において、1および2は空間を伝搬してきた電波を受信する受信アンテナ（第1および第2の受信アンテナ）、3および4は受信アンテナ1および2による受信信号をそれぞれ帯域制限して位相検波する受信機（第1および第2の検波手段）、5は受信機3からの出力信号（複素信号S1）と受信機4からの出力信号（複素信号S2）との相関をとって相関信号Sを生成する相関信号生成回路（相関信号生成手段）、6は相関信号生成回路5からの相関信号SをA/D変換してディジタル信号を出力するA/D変換回路（A/D変換手段）、7-1~7-N（Nは自然数）はA/D変換回路6からのディジタル信号についてそれぞれ異なるサンプリング条件でサンプリングしてコヒーレント積分を行なうパルス内コヒーレント積分回路（複数のコヒーレント積分手段）、8-1~8-Nはパルス内コヒーレント積分回路7-1~7-Nの積分結果についてそれぞれ検波を行ない、該積分結果に現れる上記相関信号の振幅に応じた電力を有する信号を出力する検波回路（複数の第3の検波手段）、9-1~9-Nは検波回路8-1~8-Nの出力信号の電力を所定のスレッシュホールドレベルと比較して上記受信信号の有無をそれぞれ判定し、電波を検出する電波検出回路（複数の判定手段）である。

【0021】ここで、受信アンテナ1および2は、それぞれ同一の機能を有するものであり、その受信方向などの設置状態の違いに応じて、各時刻において受信信号の振幅や位相が異なる状態で同一の発信源からの電波を受信する。また、受信機3および4は、それぞれ同一の機能を有するものであり、互いに無相関な受信機雑音が発生する。さらに、検波回路8-1~8-Nの検波方式としては、例えば二乗検波や振幅検波が用いられる。

【0022】以下、動作を説明する。受信アンテナ1および2による受信信号は、受信機3および4にそれぞれ入力される。受信機3、受信機4は、入力した受信信号を帯域制限して位相検波を行い、複素信号S1およびS2をそれぞれ出力する。相関信号生成回路5は、以下に説明するように、これら複素信号S1およびS2から相関信号Sを生成して出力する。

【0023】図2に相関信号生成回路5の構成を示す。同図において、5Aは受信機2から入力した複素信号S2の虚数成分の符号を反転して共役信号S2#を生成する共役回路、5Bは受信機1からの複素信号S1に対し共役回路5Aからの共役信号S2#を乗じる乗算器である。

【0024】この相関信号生成回路5によれば、相関信号Sは、受信機1から入力した複素信号S1に対して受信機2から入力した複素信号S2の複素共役S2#（共役信号）を乗じて生成され、次式（1）で表される。

【0025】

$$S = S1 \times S2 \#$$

（1）

【0026】ここで、受信アンテナ1および2により受信された電波が同一の発信源からのものである場合、複素信号S1と複素信号S2との周波数成分( $\omega$ )は同一となるので、上式（1）により複素信号S1に対し複素信号S2の共役信号S2#を乗じると、周波数成分( $\omega$ )の項が消去される。この結果、相関信号Sは、位相が固定されたコヒーレントな信号になると共に、複素信号S1およびS2の振幅が反映されたものとなる。

【0027】なお、複素信号S1およびS2には、受信機3および4の受信機雑音が含まれるが、これらの雑音は互いに無相関であるから、複素信号S1に対し複素信号S2の共役信号S2#を乗じる結果、互いに打ち消し合う。したがって、相関信号Sに現れる受信機3および4の受信機雑音は抑制されたものとなる。

【0028】ここで、説明を再び図1に戻す。A/D変換回路6は、相関信号生成回路5からの相関信号Sをサンプリング周期 $\tau$ でサンプリングしてA/D変換し、セル単位で出力する。パルス内コヒーレント積分回路7-1~7-Nは、A/D変換回路6からのディジタル信号について、それぞれ異なるサンプリング条件でサンプリングしてパルス内部でコヒーレント積分を行う。

【0029】以下、パルス内コヒーレント積分回路7-1~7-Nのサンプリング条件について、図3を参照して説明する。このサンプリング条件は、以下に説明するように、電波を受信して得られる受信信号のパルス幅として想定された所定のパルス幅に応じた点数分だけサンプリングすることを内容とする。

【0030】図3において、最小パルス幅 $\tau$ は、図1に示すA/D変換回路6のサンプリング周期 $\tau_s$ を単位として設定され、最小パルス幅 $\tau$ とサンプリング周期 $\tau_s$ との間には、 $\tau = n \times \tau_s$ （ $n$ ：正の整数）の関係がある。この最小パルス幅 $\tau$ は、後述のように、パルス内コヒーレント積分回路7-1~7-Nのサンプリング周期を与えることから、 $n$ は最小パルス幅 $\tau$ がパルス内コヒーレント積分回路7-1~7-Nのサンプリング周期を満足するような値に固定される。

【0031】また、図3において、パルス幅 $p$ （所定のパルス幅）は、電波を受信して得られる受信信号のパルス幅として予め想定された仮想的なものであって、最小パルス幅 $\tau$ を単位として設定される。 $m$ は1回のコヒーレント積分におけるサンプリング点数であり、自然数である。

【0032】上述のパルス幅 $p$ と最小パルス幅 $\tau$ とサンプリング点数 $m$ との間には、 $p = m \times \tau$ の関係がある。サンプリング点数 $m$ は、この関係を満足するように、所定のパルス幅 $p$ に応じて選ばれ、各パルス内コヒーレント積分回路7-1~7-Nごとに異なったものがサンプリング条件として設定される。

【0033】すなわち、各パルス内コヒーレント積分回

路 7-1~7-N は、それぞれ受信信号のパルス幅として想定された所定のパルス幅  $p$  から定まる異なったサンプリング条件で、A/D 変換回路 6 からのデジタル信号をサンプリングしてコヒーレント積分を行う。換言すれば、パルス内コヒーレント積分回路 7-1~7-N は、受信信号のパルス幅として想定する所定のパルス幅  $p$  の種類の数 ( $N$ ) だけ用意され、各パルス内コヒーレント積分回路 7-1~7-N でのサンプリング点数  $m$  は、想定された所定のパルス幅  $p$  に応じて定められる。

【0034】以下、図 1 に示すコヒーレント積分回路 7-1 を例として、図 3 を参照しながら、さらに具体的に説明する。パルス内コヒーレント積分回路 7-1 は、最小パルス幅  $\tau$  をサンプリング周期とし、そのサンプリング条件として設定されたサンプリング点数  $m$  だけ、A/D 変換回路 6 からのデジタル信号をサンプリングして、 $m$  個のセルからなるデジタル信号を取得する。そして、このサンプリングにより得られた各セルのデジタル信号を加算処理してコヒーレント積分を行ない、積分結果  $s_1$  を出力する。この積分結果は、パルス内部においてコヒーレント積分したものとなる。以下同様に、パルス内コヒーレント積分回路 7-1 は、サンプリング位置を最小パルス幅  $\tau$  分だけ順次移動してコヒーレント積分を行い、積分結果  $s_1, \dots, s_m$  を出力する。

【0035】ここで、パルス内コヒーレント積分回路 7-1 が出力する積分結果のうち、受信信号のパルスが存在する位置でサンプリングされたセルを含むデジタル信号に対する積分結果に、受信信号の信号成分が反映される。仮に、パルス内コヒーレント積分回路 7-1 のサンプリング条件を与える所定のパルス幅  $p$  が、実際の受信信号のパルス幅と一致または近似するものであれば、このパルス幅  $p$  から定まるサンプリング条件でサンプリングを繰り返すうちに、実際の受信信号の信号成分に対応するデジタル信号のみからなる  $m$  個のセルのデジタル信号をサンプリングする場合が生じる。

【0036】この場合にサンプリングされた  $m$  個のセルのデジタル信号は、分散や雑音の影響が最も抑えられたものとなり、しかも、このデジタル信号に対する積分結果は、受信信号の信号成分を最も多く反映したものとなる。図 3 に示す例では、積分結果  $s_1$  がこれに該当する。

【0037】各パルス内コヒーレント積分回路 7-1~7-N では、それぞれ異なるサンプリング条件でサンプリングしてコヒーレント積分を行う。したがって、受信信号の信号成分は、この受信信号のパルス幅と一致または近似する所定のパルス幅  $p$  に応じたサンプリング条件が設定されたパルス内コヒーレント積分回路 7-1~7-N のいずれかの積分結果に多く反映される。

【0038】ここで、再び説明を図 1 に戻す。検波回路 8-1~8-N は、上述のパルス内コヒーレント積分回路 7-1~7-N からそれぞれ順次出力される積分結果

について検波を行い、この積分結果に現れる相関信号生成回路 5 からの相関信号の振幅に応じた電力を有する信号を出力する。

【0039】電波検出回路 9-1~9-N は、検波回路 8-1~8-N からの出力信号の電力をそれぞれ所定のスレッシュホールドレベルと比較する。この比較の結果、検波回路 8-1~8-N からの出力信号の電力が所定のスレッシュホールドレベルを超えた場合、受信信号（電波）を検出したことを報知する。

【0040】ここで、上述したように、パルス内コヒーレント積分回路 7-1~7-N のいずれかが、受信信号の信号成分を多く含んだ積分結果を出力するので、検波回路 8-1~8-N のいずれかが、この積分結果を入力して検波を行う。したがって、信号対雑音電力比が小さく、パルス幅が未知な受信信号（電波）であっても、高い検出率で検出することが可能となる。

【0041】なお、電波検出回路 9-1~9-N において、検波回路 8-1~8-N からの出力信号の電力がそれぞれ比較される所定のスレッシュホールドレベルは、前述の電波検出回路 9 と同様に、例えば雑音信号が誤って受信信号の信号成分と判定される頻度（誤警報確率）を基に設定される。

【0042】上述した本実施の形態において、パルス内コヒーレント積分回路 7-1~7-N は、最小パルス幅  $\tau$  をサンプリング周期として A/D 変換回路 6 からのデジタル信号をサンプリングするものとしたが、A/D 変換回路 6 からのデジタル信号については必ずしも固定された周期でサンプリングを行う必要はなく、所定のパルス幅  $p$  に応じたサンプリング点数  $m$  を得ることができればよく、サンプリングのタイミングは特に限定されない。

【0043】実施の形態 2. 次に、本発明の実施の形態 2 について、図 4 および図 5 を参照しながら説明する。図 4 に、本実施の形態 2 にかかる受信装置の構成を示す。同図に示す本実施の形態 2 にかかる受信装置は、図 1 に示す上述の実施の形態 1 の構成において、パルス内コヒーレント積分回路 7-1~7-N に代え、パルス間コヒーレント積分回路 11-1~11-N を備える。

【0044】このパルス間コヒーレント積分回路 11-1~11-N は、それぞれ異なる所定のパルス繰り返し周期に応じたサンプリング間隔でサンプリングすることをサンプリング条件として、A/D 変換回路 6 からのデジタル信号をサンプリングしてパルス間でコヒーレント積分を行う。パルス間コヒーレント積分回路 11-1~11-N と上述のパルス内コヒーレント積分回路 7-1~7-N との違いは、サンプリング条件のみである。

【0045】以下、パルス間コヒーレント積分回路 11-1~11-N のサンプリング条件について、図 5 を参照しながら説明する。図 5 において、 $T_r$  は電波を受信して得られる受信信号のパルス繰り返し周期として想定

された仮想的なものであって、最小パルス幅 $\tau$ を整数倍して得られる。 $T_s$ はパルス間コヒーレント積分回路11-1~11-Nがサンプリングする際のサンプリング間隔である。最小パルス幅 $\tau$ およびパルス幅 $p$ は、前述の図3に示すものと同一である。

【0046】図5に示すように、本実施の形態2にかかるパルス間コヒーレント積分回路11-1~11-Nのサンプリング条件は、所定のパルス繰り返し周期 $T_s$ に応じたサンプリング間隔 $T_s$ でサンプリングすることを内容とし、各パルス間コヒーレント積分回路11-1~11-Nごとに異なったものが設定される。なお、図5に示す例では、サンプリング間隔 $T_s$ は、所定のパルス繰り返し周期 $T_s$ に等しく設定されている。

【0047】以下、図4に示すパルス間コヒーレント積分回路11-1を例として、図5を参照しながら、具体的に動作を説明する。パルス間コヒーレント積分回路11-1は、コヒーレント積分を行う初期点を設定して、サンプリング条件として設定されたサンプリング間隔 $T_s$ でA/D変換回路6からのデジタル信号をサンプリングしてコヒーレント積分を行ない、積分結果 $s_{s1}$ を出力する。この積分結果は、複数のパルスにわたってパルス間でコヒーレント積分したものとなる。

【0048】次に、パルス間コヒーレント積分回路11-1は、コヒーレント積分を行う初期点を最小パルス幅 $\tau$ 分だけ移動してサンプリングし、コヒーレント積分を行って積分結果 $s_{s1}$ を出力する。以下同様、初期点を最小パルス幅 $\tau$ 分だけ順次移動して、積分結果 $s_{s1}, \dots, s_{s2}$ を出力する。

【0049】ここで、仮に、所定のパルス繰り返し周期 $T_s$ が、受信信号のパルス繰り返し周期と一致または近似するものであれば、この所定のパルス繰り返し周期 $T_s$ に応じたサンプリング条件で初期点を順次移動しながらサンプリングを繰り返すうちに、実際の受信信号の信号成分に対応するデジタル信号のみをサンプリングする場合が生じる。この場合にサンプリングされたデジタル信号は、分散や雑音の影響が最も抑えられたものとなり、しかも、このデジタル信号に対する積分結果は、受信信号の信号成分を最も多く反映したものとなる。図5に示す例では、積分結果 $s_{s1}$ がこれに該当する。

$$\theta = \arccos [S_I / \{ (S_I)^2 + (S_Q)^2 \}^{1/2}] \quad (2)$$

【0055】ここで、 $S_I$ は、相関信号SのI成分の信号データであり、 $S_Q$ は、相関信号SのQ成分の信号データである。パルス識別回路12-1~12-Nは、電波検出回路9-1から受信信号有の判定結果を受け取る度に、その判定結果を与えた相関信号Sの位相を計算して、電波検出回路8-1~8-Nの判定結果と対応づけて出力する。

【0056】このように、相関信号Sの位相を識別することにより、受信信号のパルス幅が同一であっても、そ

【0050】各パルス間コヒーレント積分回路11-1~11-Nでは、それぞれ異なるサンプリング条件でサンプリングしてコヒーレント積分を行う。このため、受信信号の信号成分は、受信信号のパルス繰り返し周期と一致または近似する所定のパルス繰り返し周期 $T_s$ に応じたサンプリング条件でサンプリングするパルス間コヒーレント積分回路11-1~11-Nのいずれかの積分結果に最も多く反映される。したがって、信号対雑音電力比が小さく、パルス繰り返し周期が未知な受信信号(電波)であっても、高い検出率で検出することが可能となる。

【0051】なお、本実施の形態2においては、1回のコヒーレント積分に対するサンプリング点数について特に言及しなかったが、このサンプリング点数は、受信信号の信号成分に対応するA/D変換回路6からのデジタル信号をサンプリングした際に、その分散が適切に抑えられるように選ばればよく、各パルス間コヒーレント積分回路11-1~11-Nにおいて必ずしも同一にする必要はない。

【0052】実施の形態3. 次に、本発明の実施の形態3について、図6および図7を参照しながら説明する。図6に、本実施の形態3にかかる受信装置の構成を示す。同図に示す本実施の形態3にかかる受信装置は、図1に示す前述の実施の形態1の構成において、電波検出回路9-1~9-Nの判定結果とパルス内コヒーレント積分回路7-1~7-Nの積分結果とをそれぞれ入力し、上記判定結果が受信信号有の場合に、上記積分結果に現れた上記相関信号の位相を識別して上記判定結果と対応づけて出力するパルス識別回路12-1~12-N(複数の位相識別手段)をさらに備える。

【0053】以下、本実施の形態3にかかる受信装置の特徴部であるパルス識別回路12-1~12-Nを中心に動作を説明する。パルス識別回路12-1~12-Nは、パルス内コヒーレント積分回路7-1~7-Nの積分結果をそれぞれ逐一参照しており、電波検出回路9-1~9-Nからの判定結果が受信信号有の場合、この判定結果を与える積分結果に現れた相関信号Sの位相 $\theta$ を下式(2)により計算し、相関信号Sの位相を識別する。

40 【0054】

これらの相関信号Sの位相 $\theta$ から区別することができ、電波の種類の数を知ることが可能となる。

【0057】また、あらかじめ定められた時間が経過したところで、位相 $\theta$ のヒストグラムを作成すると、図7に例示するように、電波の到来方向により発生する2基の受信アンテナ1および2での受信時間の差と電波の送信周波数との積(位相に相当)が互いに異なる電波の種類の数だけピークが発生する。したがって、位相のヒストグラムから電波の種類の数とその発生頻度を推定する

50

ことができる。図7に示す例では、ピークが2カ所で発生していることから、検出された電波は2種類であることが推定できる。

【0058】なお、本実施の形態3では、パルス識別回路12-1~12-Nを、電波検出回路9-1~9-Nの判定結果と対応づけて関連信号Sの位相を計算して出力するものとしたが、計算により得られた位相 $\theta$ を、あらかじめ定められた位相範囲に応じてグループ分けして出力するものとしてもよい。

【0059】実施の形態4. 次に、本発明の実施の形態4について、図8を参照しながら説明する。図8に示す本実施の形態4にかかる受信装置は、図6に示す上述の実施形態3の構成において、パルス内コヒーレント積分回路7-1~7-Nに代え、パルス間コヒーレント積分回路11-1~11-Nを備える。

【0060】本実施の形態4にかかる受信装置は、パルス間コヒーレント積分回路11-1~11-Nを除いて、図6に示す上述の実施の形態3にかかる受信装置と同様に動作する。また、パルス間コヒーレント積分回路11-1~11-Nの動作は、図4に示す前述の実施の形態2にかかるものと同一である。

【0061】したがって、本実施の形態4にかかる受信装置によれば、パルス繰り返し周期が未知の受信信号を高い確率で検出することができることに加えて、検出された受信信号のパルス繰り返し周期が同一であっても、その関連信号Sの位相 $\theta$ から区別することができ、電波の種類の数を知ることが可能となる。

【0062】実施の形態5. 次に、本発明の実施の形態5について、図9および図10を参照しながら説明する。図9に本実施の形態5にかかる受信装置を示す。同図に示す本実施の形態5にかかる受信装置は、図1に示す前述の実施の形態1の構成において、受信機1および2と関連信号生成回路5との間に設けられ、異なる所定の通過帯域特性を有して受信機1および2からの出力信号を帯域制限する通過帯域選択回路13-1~13-M (Mは自然数) (複数の帯域制限手段) を備え、各通過帯域選択回路13-1~13-Mに対し、関連信号生成回路5と、A/D変換回路6と、パルス内コヒーレント積分回路7-1~7-Nと、検波回路8-1~8-Nと、電波検出回路9-1~9-Nとからなる受信信号を検出するための構成要素を備える。

【0063】以下、動作を説明する。受信アンテナ1および2により受信された電波の受信信号は、それぞれ受信機3および4により検波されて複素信号S1およびS2が取り出される。受信機3および4からの複素信号S1およびS2は、通過帯域選択回路13-1~13-Mに入力される。

【0064】通過帯域選択回路13-1~13-Mは、入力した複素信号S1およびS2をその通過帯域特性によりそれぞれ帯域制限する。したがって、送信周波数が

互いに異なる複数の電波を受信した場合、これらの電波に対応する受信機3および4からの出力信号 (複素信号S1, S2) は、その送信周波数に応じて通過帯域選択回路13-1~13-Nにより分離される。

【0065】ここで、図10に示すように、通過帯域選択回路13-1~13-Mが通過帯域1~Mをそれぞれ有するものとし、送信周波数が同図に示す通過帯域iおよびjにそれぞれ属する未知電波W1およびW2を受信した場合について、具体的に説明する。

【0066】この場合、図9において、電波W1に対する受信機3および4の出力信号は、通過帯域選択回路13-i (図示省略) を通過し、電波W2に対する受信機3, 4の出力信号は、通過帯域選択回路13-j (図示省略) を通過する。

【0067】通過帯域選択回路13-iおよび13-jをそれぞれ通過した受信機3および4からの出力信号は、これら通過帯域選択回路13-iおよび13-jに対してそれぞれ設けられた関連信号生成回路5に入力され、図1に示す前述の実施の形態1と同様の信号処理が行われ、受信信号の検出が行われる。

【0068】したがって、本実施の形態5にかかる受信装置によれば、パルス幅が未知の受信信号を高い確率で検出することができることに加えて、電波の送信周波数を知ることができる。また、受信信号のパルス幅が同一であっても、その送信周波数から電波を区別することができ、その種類の数を知ることが可能となる。

【0069】実施の形態6. 次に、本発明の実施の形態6について、図11を参照して説明する。図11に示す本実施の形態6にかかる受信装置は、図9に示す上述の実施の形態5の構成において、パルス内コヒーレント積分回路7-1~7-Nに代え、パルス間コヒーレント積分回路11-1~11-Nを備える。

【0070】本実施の形態6にかかる受信装置は、パルス間コヒーレント積分回路11-1~11-Nを除いて、図9に示す上述の実施の形態5にかかる受信装置と同様に動作する。また、パルス間コヒーレント積分回路11-1~11-Nの動作は、図4に示す前述の実施の形態2にかかるものと同一である。

【0071】したがって、本実施の形態6にかかる受信装置によれば、パルス繰り返し周期が未知の受信信号を高い確率で検出することができることに加えて、電波の送信周波数を知ることができる。また、受信信号のパルス繰り返し周期が同一であっても、送信周波数から電波を区別することができ、その種類の数を知ることが可能となる。

【0072】実施の形態7. 次に、本発明の実施の形態7について、図12を参照しながら説明する。図12に示す本実施の形態7にかかる受信装置は、図9に示す上述の実施の形態5の構成において、図6に示す実施の形態3と同様に、電波検出回路9-1~9-Nの判定結果

とパルス間コヒーレント積分回路の積分結果とをそれぞれ入力し、上記判定結果が受信信号有の場合に、上記積分結果に現れた上記相関信号の位相を識別して上記判定結果と対応づけて出力するパルス識別回路 12-1~12-N をさらに備える。

【0073】本実施の形態 7 にかかる受信装置では、上述の実施の形態 6 にかかる受信装置の動作に加えて、図 3 に示す前述の実施の形態 3 にかかる受信装置の動作が行われる。すなわち、通過帯域選択回路 13-1~13-M により、電波の送信周波数に応じて受信機 3 および 4 からの出力信号が分離され、上述の実施の形態 6 と同様の一連の信号処理がなされ、電波検出回路 9-1~9-N から受信出力有無の判定結果が出力される。

【0074】パルス識別回路 12-1~12-N は、電波検出回路 9-1~9-N から受信信号有の判定結果を入力した場合、この判定結果を与えた相関信号 S の位相  $\theta$  を計算して識別し、電波検出回路 9-1~9-N からの判定結果に対応づけて出力する。

【0075】したがって、本実施の形態 7 にかかる受信装置によれば、パルス幅が未知の受信信号を高い確率で検出することができることに加えて、電波の送信周波数を知ることができる。また、受信信号のパルス幅が同一であっても、送信周波数から電波を区別することができる。さらに、受信信号のパルス幅および送信周波数が同一であっても、相関信号 S の位相  $\theta$  から電波を区別することができ、その種類の数を知ることが可能となる。

【0076】実施の形態 8. 次に、本発明の実施の形態 8 について、図 13 を参照して説明する。図 13 に示す本実施の形態にかかる受信装置は、図 12 に示す上述の実施の形態 7 の構成において、パルス内コヒーレント積分回路 7-1~7-N に代え、パルス間コヒーレント積分回路 11-1~11-N を備える。

【0077】本実施の形態 8 にかかる受信装置では、パルス間コヒーレント積分回路 11-1~11-N を除いて、図 12 に示す上述の実施の形態 7 にかかる受信装置と同様の動作が行われる。また、パルス間コヒーレント積分回路 11-1~11-N の動作は、図 4 に示す前述の実施の形態 2 にかかるものと同一に動作する。

【0078】したがって、本実施の形態 8 にかかる受信装置によれば、パルス繰り返し周期が未知の受信信号を高い確率で検出することができることに加えて、電波の送信周波数を知ることができる。また、受信信号のパルス幅が同一であっても、送信周波数から電波を区別することができる。さらに、受信信号のパルス繰り返し周期および送信周波数が同一であっても、相関信号 S の位相  $\theta$  から電波を区別することができ、その種類の数を知ることが可能となる。

【0079】なお、本実施の形態 5 ないし 8 では、複数の通過帯域選択回路 13-1~13-M を備えるものとしたが、所定の通過帯域特性を有する 1 基の通過帯域選

択回路を備え、この通過帯域選択回路に対し、相関信号生成回路 5 などからなる受信信号を検出するための構成要素を備えて構成してもよい。このように構成した場合、所定の周波数帯域の電波のみを検出の対象とすることができる。

【0080】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明によれば以下のような効果を得ることができる。即ち、本発明によれば、第 1 および第 2 の受信アンテナによる受信信号をそれぞれ第 1 および第 2 の検波手段により位相検波した後に相関信号生成手段により相関信号を生成し、この相関信号について複数のコヒーレント積分手段により異なるサンプリング条件でコヒーレント積分して受信信号を検出するように構成したので、いずれかのサンプリング条件でサンプリングした信号に対するコヒーレント積分結果に受信信号成分を多く含ませることができる。したがって、信号対雑音電力比の小さな受信信号であっても、高い検出率で検出することができ、電波の検出性能を向上させることができる。

【0081】また、第 1 および第 2 の検波手段（受信機 3、4）と相関信号生成手段（相関信号生成回路 5）との間に所定の通過帯域特性を有する帯域制限手段（通過帯域選択回路）を設けたので、所定の送信周波数の電波をのみを分離して検出することができる。

【0082】さらに、通過帯域特性が異なる帯域制限手段（通過帯域選択回路 13-1~13-M）を複数設け、それぞれの帯域制限手段の出力信号から受信信号を検出するように構成したので、検出された電波の送信周波数を識別することができる。したがって、信号対雑音電力比が小さく、発信源の違いにより送信周波数が異なる複数の電波を識別して検出することができる。

【0083】さらにまた、A/D 変換手段（A/D 変換回路 6）から出力されたデジタル信号について、異なる所定のパルス幅に応じた点数分だけサンプリングするように構成したので、パルス幅が未知の電波に対する検出率を向上させることができる。

【0084】さらにまた、A/D 変換手段（A/D 変換回路 6）から出力されたデジタル信号について、異なる所定のパルス繰り返し周期に応じた間隔でサンプリングするように構成したので、パルス繰り返し周期が未知の電波に対する検出率を向上させることができる。

【0085】さらにまた、コヒーレント積分手段（パルス内コヒーレント積分回路 7-1~7-N、パルス間コヒーレント積分回路 11-1~11-N）の積分結果に現れた相関信号 S の位相を識別するように構成したので、送信周波数または電波の到来方向により生じる 2 基のアンテナの受信時間の差と送信周波数との積が互いに異なる複数の電波を識別できる。したがって、信号対雑音電力比が小さく、発信源の異なる複数の電波を識別して検出することができる。



## 【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の実施の形態 1 にかかる受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 2】 本発明の実施の形態 1 にかかる相関信号生成回路の構成を示すブロック図である。

【図 3】 本発明の実施の形態 1 にかかるパルス内コヒーレント積分回路のサンプリング条件（動作）を説明するための図である。

【図 4】 本発明の実施の形態 2 にかかる受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 5】 本発明の実施の形態 2 にかかるパルス間コヒーレント積分回路のサンプリング条件（動作）を説明するための図である。

【図 6】 本発明の実施の形態 3 にかかる受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 7】 本発明の実施の形態 3 にかかる受信装置により得られる相関信号の位相のヒストグラムである。

【図 8】 本発明の実施の形態 4 にかかる受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 9】 本発明の実施の形態 5 にかかる受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 10】 本発明の実施の形態 5 にかかる通過帯域選択回路の動作を説明するための図である。

【図 11】 本発明の実施の形態 6 にかかる受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 12】 本発明の実施の形態 7 にかかる受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 13】 本発明の実施の形態 8 にかかる受信装置の構成を示すブロック図である。

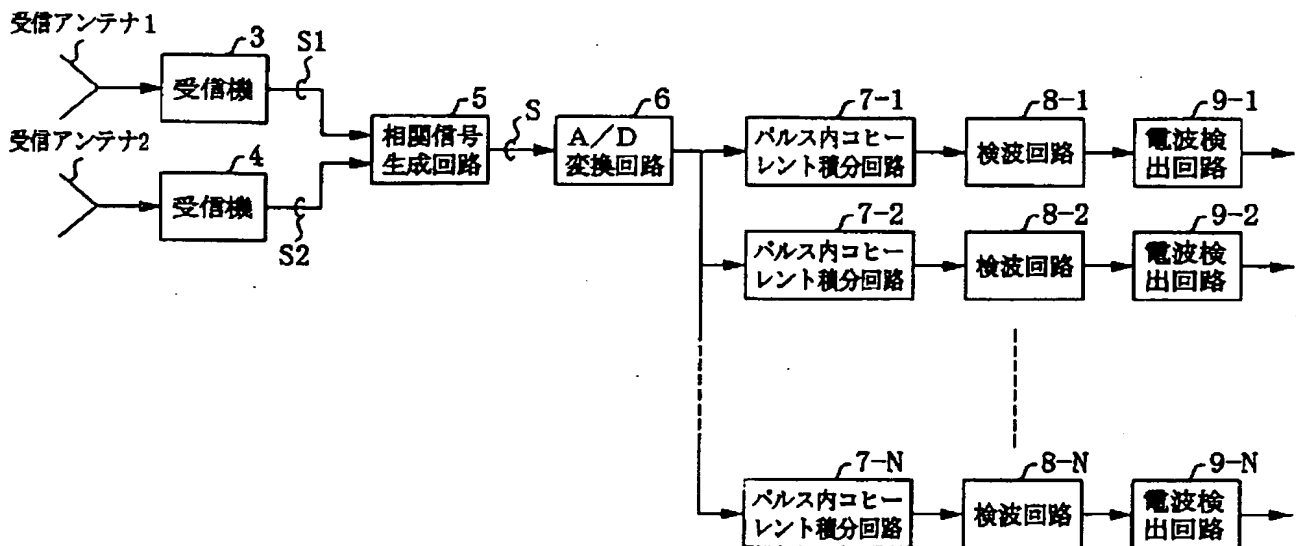
【図 14】 従来の受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 15】 従来の受信装置が備える受信機の構成を示す図である。

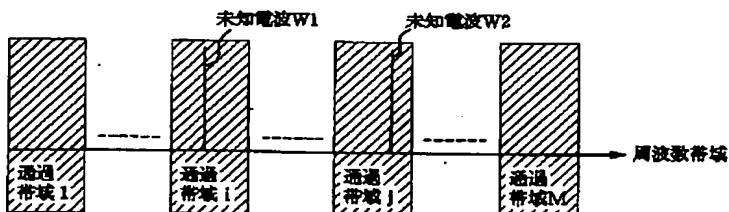
## 【符号の説明】

1、2 受信アンテナ、3、4 受信機、5 相関信号生成回路、5 A 共役回路、5 B 乗算器、6 A/D 変換回路、7-1~7-N パルス内コヒーレント積分回路、8-1~8-N 検波回路、9-1~9-N 電波検出回路、11-1~11-N パルス間コヒーレント積分回路、12-1~12-N パルス識別回路、13-1~13-M 通過帯域選択回路。

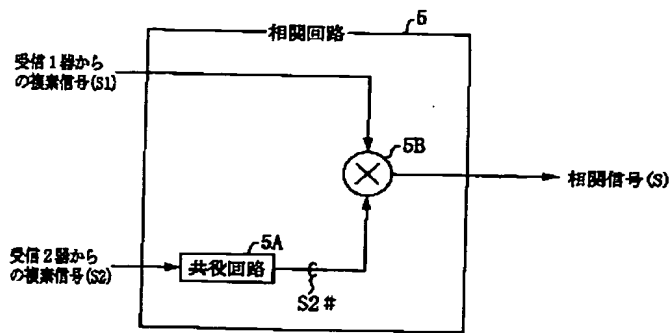
【図 1】



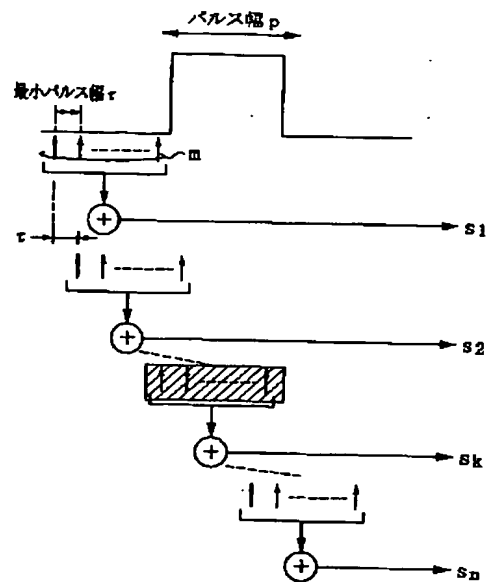
【図 10】



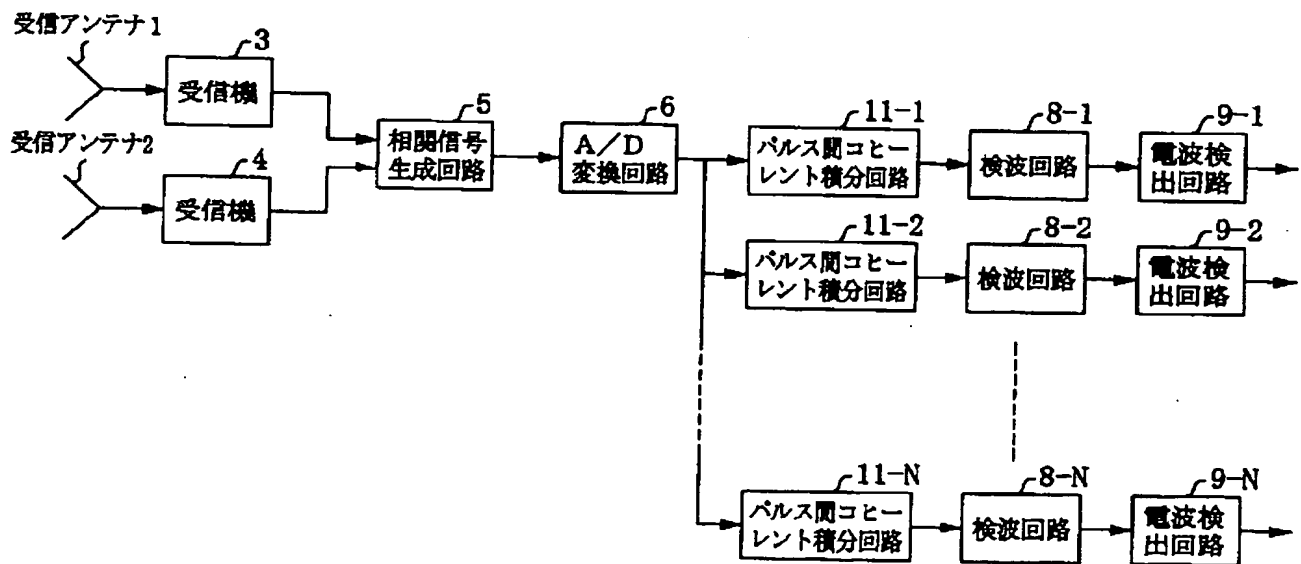
【図 2】



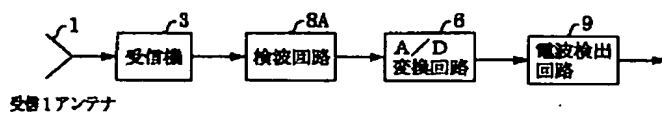
【図 3】



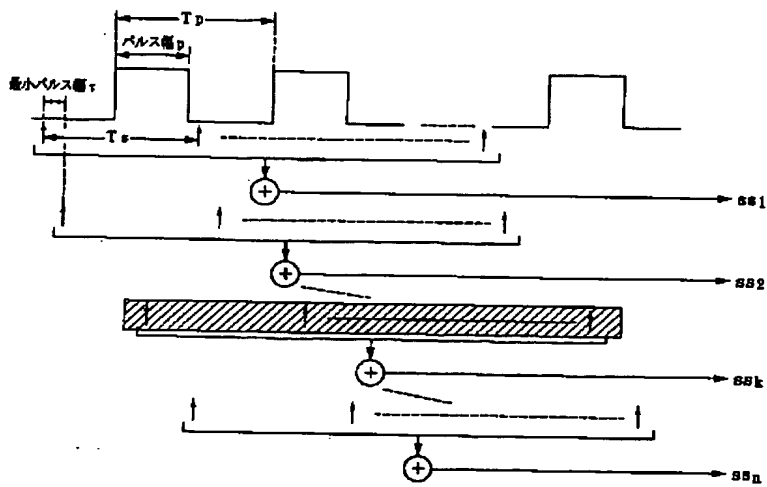
【図 4】



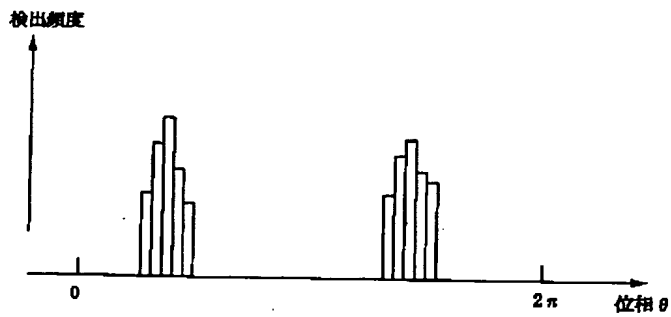
【図 14】



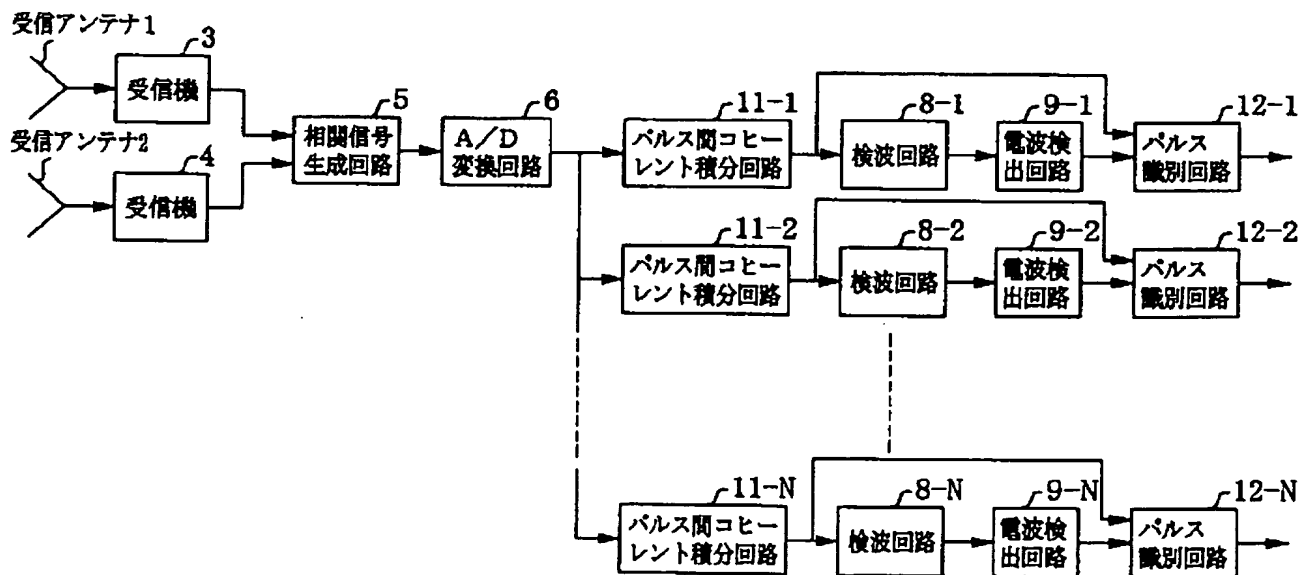
【図5】



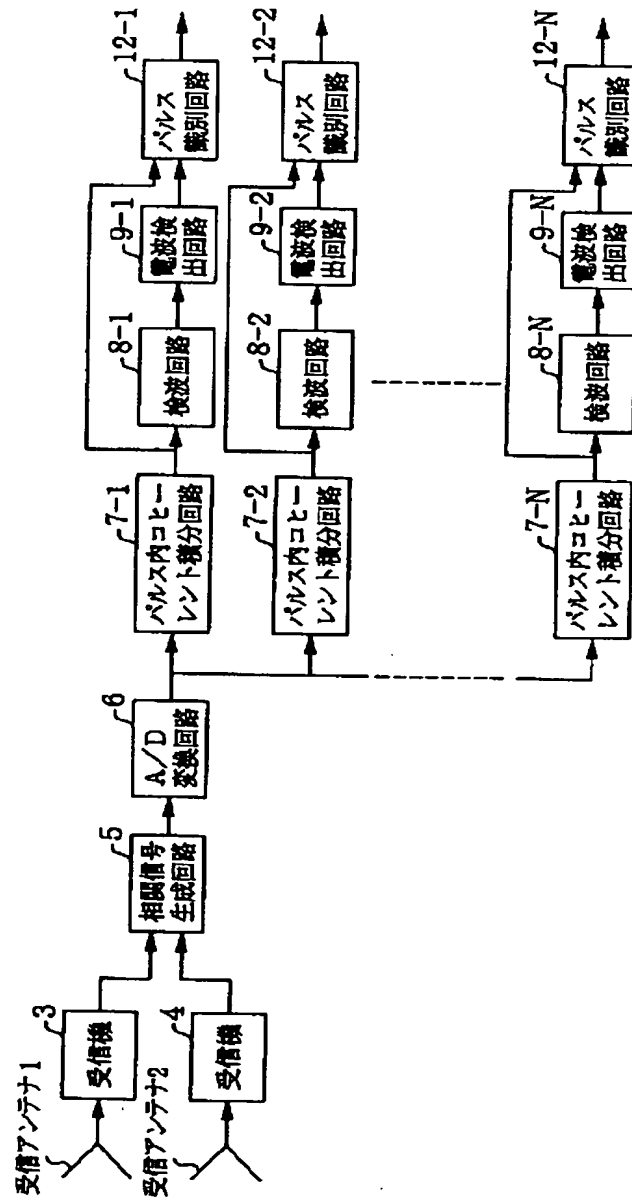
【図7】



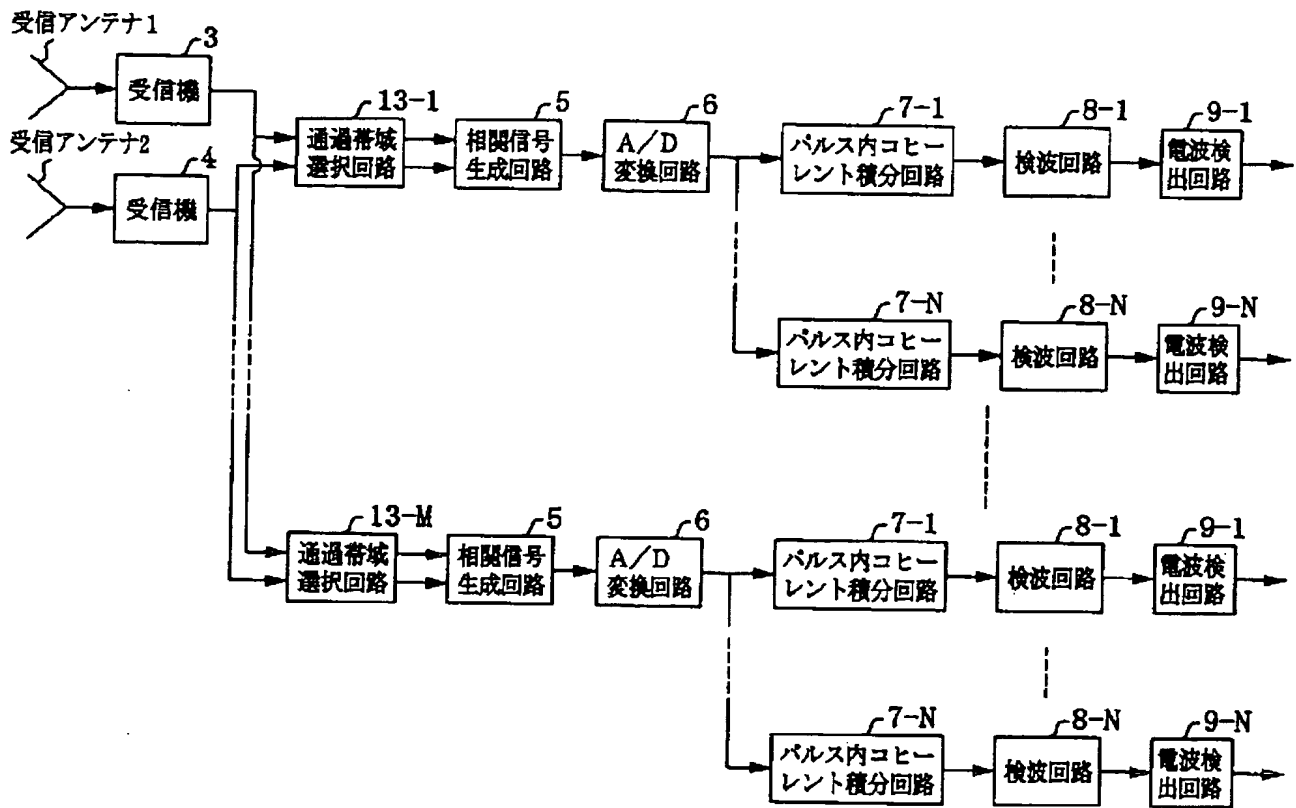
【図8】



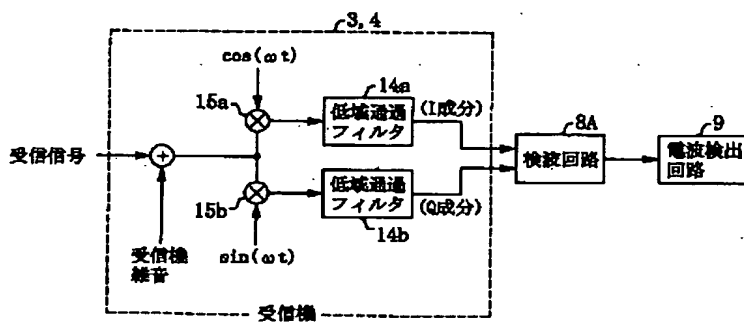
【図 6】



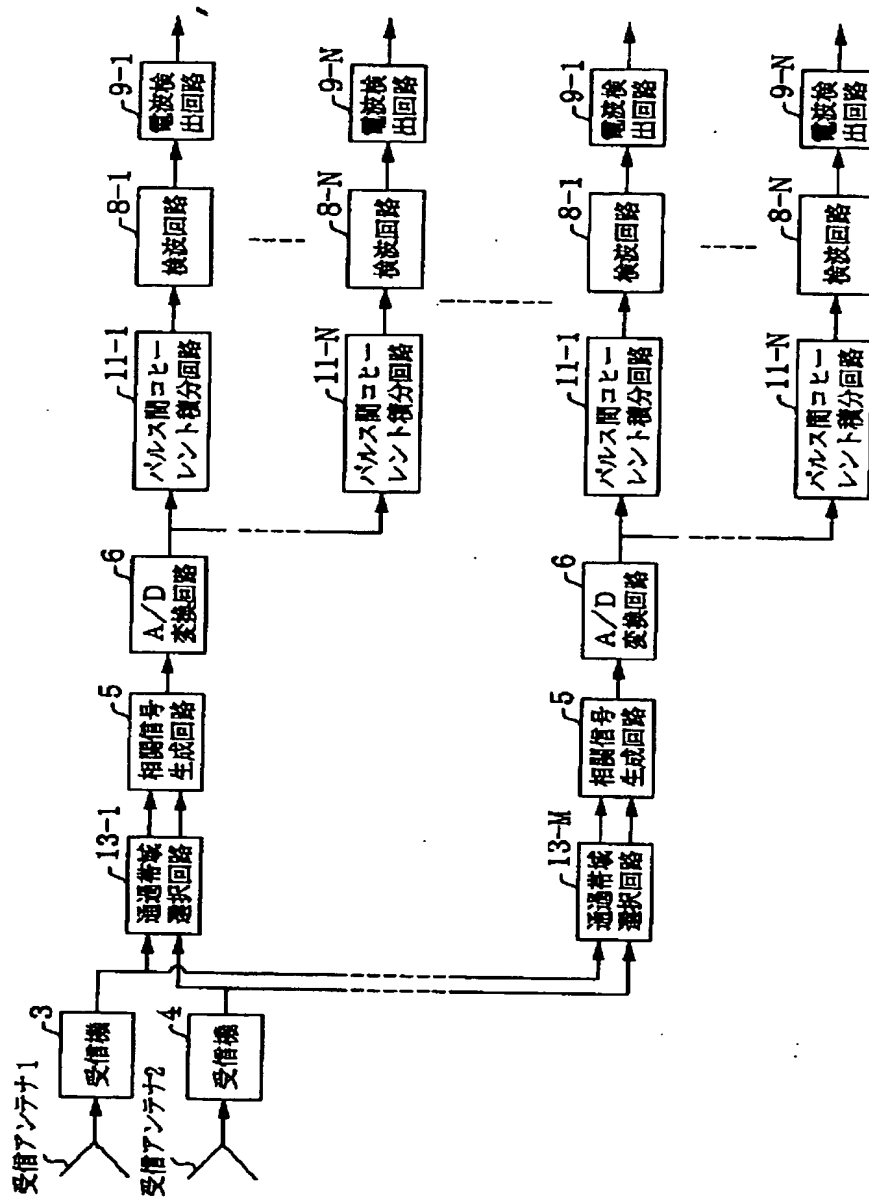
【図 9】



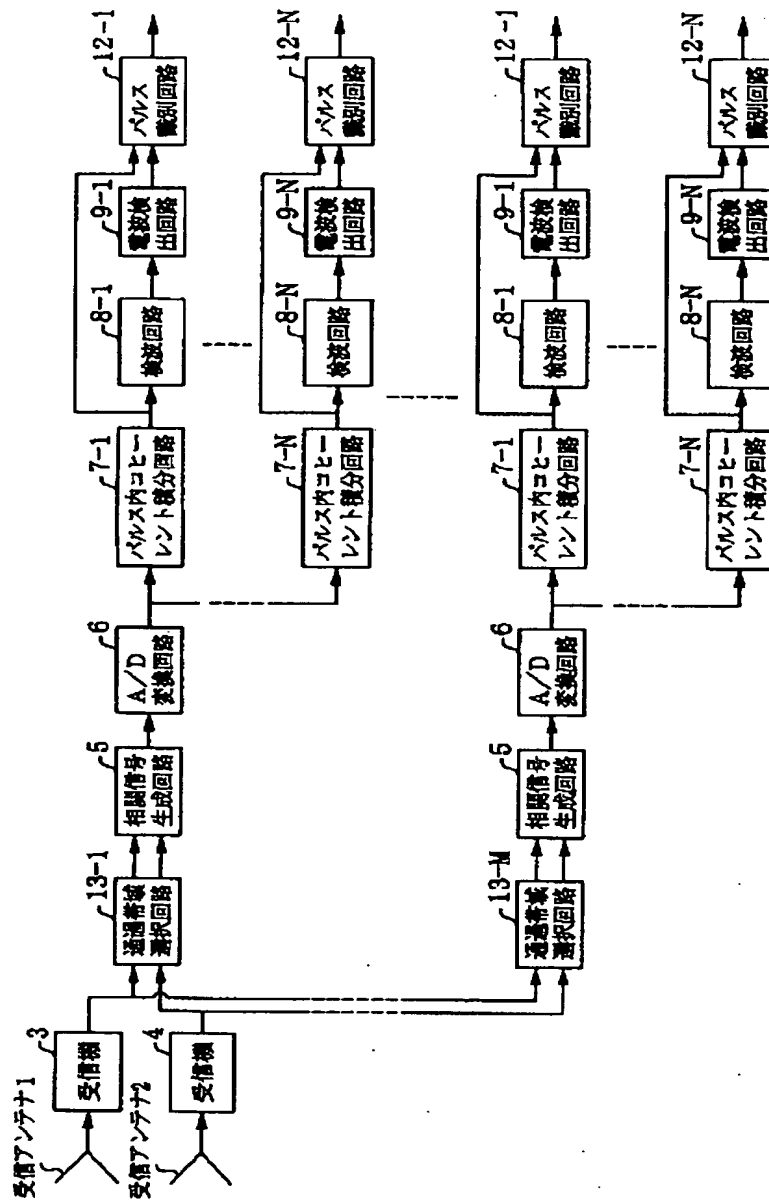
【図 15】



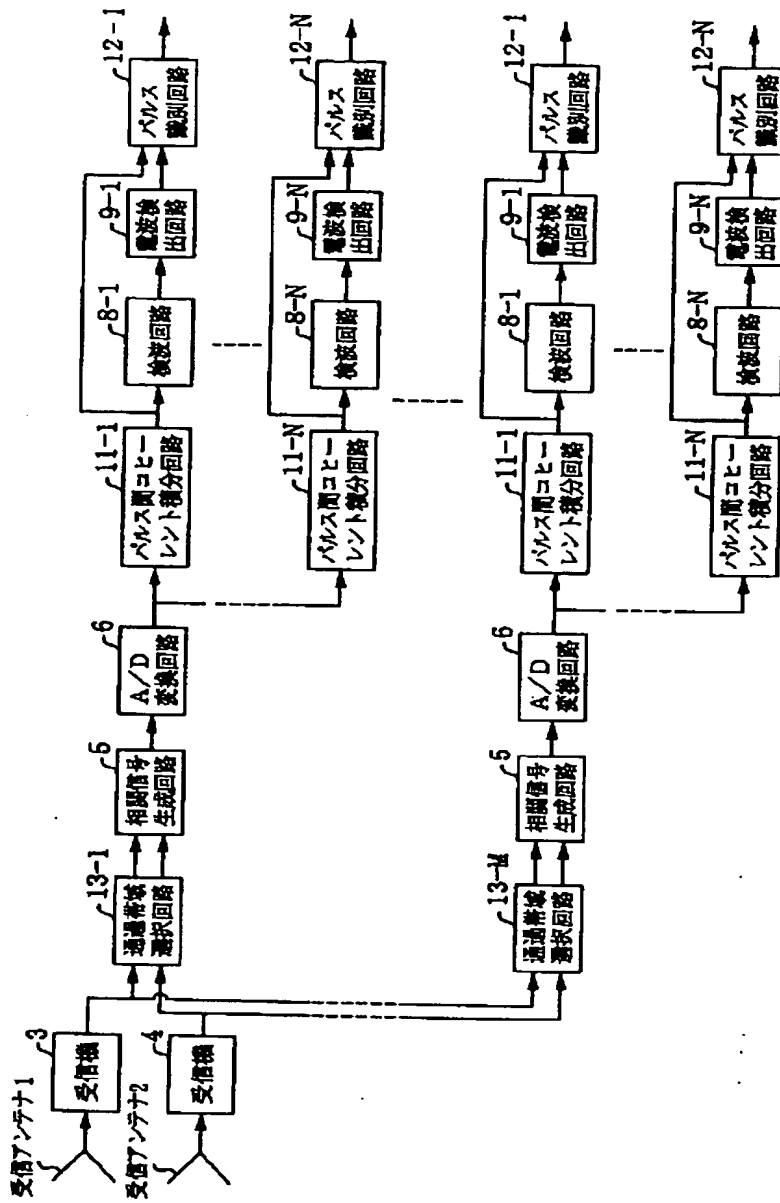
【図 1 1】



【図 1 2】



【図 13】





This Page is inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record

## BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ BLACK BORDERS
- ☒ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☒ COLORED OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REPERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images  
problems checked, please do not report the  
problems to the IFW Image Problem Mailbox**